

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP2006/301346

International filing date: 27 January 2006 (27.01.2006)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP
Number: 2005-021627
Filing date: 28 January 2005 (28.01.2005)

Date of receipt at the International Bureau: 10 March 2006 (10.03.2006)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2 0 0 5 年 1 月 2 8 日

出 願 番 号
Application Number: 特 願 2 0 0 5 - 0 2 1 6 2 7

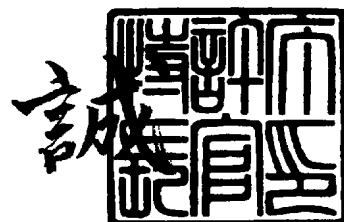
パリ条約による外国への出願
に用いる優先権の主張の基礎
となる出願の国コードと出願
番号
J P 2 0 0 5 - 0 2 1 6 2 7
The country code and number
of your priority application,
to be used for filing abroad
under the Paris Convention, is

出 願 人
Applicant(s): アンリツ株式会社
松下電器産業株式会社

2 0 0 6 年 2 月 2 2 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

中 嶋



【書類名】	特許願
【整理番号】	101821
【あて先】	特許庁長官殿
【発明者】	
【住所又は居所】	神奈川県厚木市恩名1800番地
【氏名】	アンリツ株式会社内 手代木 扶
【発明者】	
【住所又は居所】	神奈川県厚木市恩名1800番地
【氏名】	アンリツ株式会社内 斉藤 澄夫
【発明者】	
【住所又は居所】	神奈川県厚木市恩名1800番地
【氏名】	アンリツ株式会社内 内野 政治
【発明者】	
【住所又は居所】	神奈川県厚木市恩名1800番地
【氏名】	アンリツ株式会社内 江島 正憲
【特許出願人】	
【識別番号】	000000572
【氏名又は名称】	アンリツ株式会社
【特許出願人】	
【識別番号】	000005821
【氏名又は名称】	松下電器産業株式会社
【代理人】	
【識別番号】	100079337
【弁理士】	
【氏名又は名称】	早川 誠志
【電話番号】	03-3490-4516
【手数料の表示】	
【予納台帳番号】	043443
【納付金額】	16,000円
【提出物件の目録】	
【物件名】	特許請求の範囲 1
【物件名】	明細書 1
【物件名】	図面 1
【物件名】	要約書 1
【包括委任状番号】	9712293

【書類名】 特許請求の範囲

【請求項 1】

送信部（21）のアンテナ（22）から短パルス波を空間に放射し、該空間に存在する物体による反射波を受信して、前記物体の解析処理を行うUWBの短パルスレーダにおいて、

前記送信部は、

所定幅のパルス信号を所定周期で出力するパルス発生器（23）と、

前記パルス発生器のパルス信号を受け、該パルス信号の幅相当時間だけ発振動作して、前記短パルスを出力するバースト発振器（24）とを有しており、

前記短パルスのスペクトラムのメインローブのほぼ全体が、24.0～29.0GHzの範囲に入るように、前記パルス信号の幅、周期および前記バースト発振器の発振周波数が設定されていることを特徴とする短パルスレーダ。

【請求項 2】

前記バースト発振器は、

信号反転器（25）と、該信号反転器の出力信号を遅延して入力端に帰還する帰還回路（26）とからなり、前記信号反転器の入出力応答時間と前記帰還回路の遅延時間によって決まる周波数で発振する発振部（24a）と、

前記パルス信号を受けている期間だけ、前記発振部を発振状態にするスイッチ回路（24b）とにより構成されていることを特徴とする請求項1記載の短パルスレーダ。

【請求項 3】

前記バースト発振器は、

増幅器（72）と、該増幅器の入力部または出力部に接続された共振器（73）と、前記増幅器の出力側から入力側に正帰還をかける帰還回路（74）とからなり、前記共振器によって決まる周波数で発振する発振部（24a）と、

前記パルス信号を受けている期間だけ、前記発振部を発振状態にするスイッチ回路（24b）とにより構成されていることを特徴とする請求項1記載の短パルスレーダ。

【請求項 4】

前記送信部には、前記バースト発振器から出力された短パルスに含まれる周波数成分のうち、23.6～24.0GHzの成分を抑圧するフィルタ（31）が設けられていることを特徴とする請求項1～3のいずれかに記載の短パルスレーダ。

【請求項 5】

前記送信部のアンテナは、アンテナ素子（123）をキャビティ（30）で囲んだ構造を有し、該キャビティの共振周波数が23.6～24.0GHzの範囲に入るようにして、該帯域の利得を低下させていることを特徴とする請求項1～4のいずれかに記載の短パルスレーダ。

【書類名】 明細書

【発明の名称】 短パルスレーダ

【技術分野】

【0001】

本発明は、22～29GHzのUWB（Ultra Wide Band）で使用する短パルスレーダにおいて、国際無線通信規則（RR）の規定を正しく遵守できるようにするための技術に関する。

【背景技術】

【0002】

車載用の近距離レーダや視覚障害者のためのレーダとして、UWBを用いた短パルスレーダが実用化されようとしている。

UWBを用いる短パルスレーダは、通常のレーダと同様に、送信部のアンテナから短パルス波を空間に放射し、その空間に存在する物体による反射波を受信して、物体の解析処理を行う。

【0003】

図28は、この種の短パルスレーダの送信部の概略構成を示すものであり、キャリア信号発生器1から出力されたUWB内の所定周波数のキャリア信号Sを、スイッチ回路2に inputs し、このスイッチ回路2をパルス発生器3から所定周期で出力されたパルス信号Paにより開閉して、短パルスPbを生成し、これを増幅器4で増幅し、アンテナ5から出力する。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、上記のようにキャリア信号Sの経路に挿入されたスイッチ回路2を開閉して短パルスPbを生成する構成では、スイッチ回路2のリークにより、キャリア信号の出力を完全に停止させることができないという問題があった。特に、前記したように周波数の高いUWBでこのリークを防止することは困難であり、その短パルスPbのスペクトラム密度Sxは、例えば図29のように、キャリア周波数fcの位置にリーク成分S'が大きく突出したものになる。

【0005】

このリーク成分S'は、正規の送信タイミングに出力された短パルス波に対する反射波の実質的な受信感度を制限することになり、レーダ探査範囲を狭め、低反射率の障害物の検出を困難にする。

【0006】

また、前記UWBレーダシステムに関して、FCC（米国連邦通信委員会）は、次の非特許文献1において、図30のスペクトラムマスクを規定している。

【0007】

【非特許文献1】 FCC 02-48, New Part 15 Rules, “SECOND REPORT AND ORDER AND SECOND MEMORANDUM OPINION AND ORDER”

【0008】

このスペクトラムマスクは、2004年12月16日付けで開示されたもので、それ以前のものより一段と厳しい規格となっている。

このスペクトラムマスクにおいて、UWBのうち、22.0～23.12GHzの範囲、29.0以上の範囲の電力密度は-61.3dBm/MHz以下、23.12～23.6GHz、24.0～29.0GHzの範囲の電力密度は-41.3dBm/MHz以下に規定されている。

【0009】

つまり、上記帯域内におけるエネルギーの総量が規制されているので、上記のようなリーク成分S'が大きいと、その分だけ正規の送信タイミングにおける出力レベルを低く設定しなければならず、探査距離等が大きく制限されてしまう。

【0010】

そこで、図30に示しているように、UWBのうち、 -41.3 dBm/MHz より高い電力密度が許されているドップラレーダ用の $24.05\sim 24.25\text{ GHz}$ の帯域（SRD）に、短パルスPbのキャリア周波数を一致させて、そのリーク成分S'による問題を避けることも考えられている。

【0011】

しかし、このSRDの近傍には、国際無線通信規則（RR）により地球探査衛星用に割り当てられ、他の用途の意図的な使用を禁止している $23.6\sim 24.0\text{ GHz}$ の電波発射禁止帯（RR帯）が存在し、しかも、上記のようにパルス信号でキャリア信号を断続したパルス変調信号は、数 $100\text{ MHz}\sim 2\text{ GHz}$ のスペクトラム幅を有しているので、上記のようにRR帯の近傍のSRD帯にキャリア周波数を設定した場合、その短パルスのスペクトラムのかなり高いレベルの部分がRR帯に重なってしまい、上記最新のスペクトラムマスクのように -61.3 dBm 以下に抑えることは極めて困難である。

【0012】

また、RR帯については、地球探査に妨害を与えないように、地球上で他の目的に使用する電波の垂直面の放射方向（仰角方向）について、 30° を超える範囲の放射強度が、放射角 $0^\circ\sim 30^\circ$ までの放射強度に対して -25 dB 以下（2005年1月以降）となるよう規定され、その規格は年々厳しくなっている。

【0013】

したがって、上記のようにSRD帯にキャリア周波数を設定した場合には、その送信電波の放射方向が高くないように、アンテナの垂直面の放射角の広がりを抑える必要がある。

【0014】

しかし、アンテナの垂直面の放射角の広がりを抑えるためには、多数のアンテナ素子を高さ方向に並べてアレー化しなければならず、高さ寸法が大きくなり、車載が困難となる。

【0015】

本発明は、このような事情に鑑みてなされたもので、UWBにおいてキャリア信号のリークを発生させない方式を実現し、これにより、UWBレーダとして規定されているスペクトラムマスクを遵守しながら、RR帯、SDR帯への妨害がおこらないようにした短パルスレーダを提供することを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0016】

前記目的を達成するために、本発明の請求項1の短パルスレーダは、送信部（21）のアンテナ（22）から短パルス波を空間に放射し、該空間に存在する物体による反射波を受信して、前記物体の解析処理を行うUWBの短パルスレーダにおいて、

前記送信部は、

所定幅のパルス信号を所定周期で出力するパルス発生器（23）と、

前記パルス発生器のパルス信号を受け、該パルス信号の幅相当時間だけ発振動作して、前記短パルス出力するバースト発振器（24）とを有しており、

前記短パルスのスペクトラムのメインローブのほぼ全体が、 $24.0\sim 29.0\text{ GHz}$ の範囲に入るように、前記パルス信号の幅、周期および前記バースト発振器の発振周波数が設定されていることを特徴としている。

【0017】

本発明の請求項2の短パルスレーダは、請求項1記載の短パルスレーダにおいて、

前記バースト発振器は、

信号反転器（25）と、該信号反転器の出力信号を遅延して入力端に帰還する帰還回路（26）とからなり、前記信号反転器の入出力応答時間と前記帰還回路の遅延時間によって決まる周波数で発振する発振部（24a）と、

前記パルス信号を受けている期間だけ、前記発振部を発振状態にするスイッチ回路（２４ｂ）とにより構成されていることを特徴としている。

【００１８】

本発明の請求項３の短パルスレーダは、請求項１記載の短パルスレーダにおいて、前記バースト発振器は、

増幅器（７２）と、該増幅器の入力部または出力部に接続された共振器（７３）と、前記増幅器の出力側から入力側に正帰還をかける帰還回路（７４）とからなり、前記共振器によって決まる周波数で発振する発振部（２４ａ）と、

前記パルス信号を受けている期間だけ、前記発振部を発振状態にするスイッチ回路（２４ｂ）とにより構成されていることを特徴としている。

【００１９】

本発明の請求項４の短パルスレーダは、請求項１～３のいずれかに記載の短パルスレーダにおいて、

前記送信部には、前記バースト発振器から出力された短パルスに含まれる周波数成分のうち、２３．６～２４．０ＧＨｚの成分を抑圧するフィルタ（３１）が設けられていることを特徴としている。

【００２０】

本発明の請求項５の短パルスレーダは、請求項１～４のいずれかに記載の短パルスレーダにおいて、

前記送信部のアンテナは、アンテナ素子（１２３）をキャビティ（３０）で囲んだ構造を有し、該キャビティの共振周波数が２３．６～２４．０ＧＨｚの範囲に入るようにして、該帯域の利得を低下させていることを特徴としている。

【発明の効果】

【００２１】

このように、本発明の短パルスレーダでは、パルス信号を受け、そのパルス幅相当時間だけ発振動作するバースト発振器により短パルスを生成しているため、キャリア信号のリークが原理的に発生せず、ＵＷＢのうち２３．６～２４ＧＨｚの発射禁止帯と重ならない周波数領域にメインローブのほぼ全体を配置することができ、ＦＣＣの規定を遵守したＵＷＢの短パルスレーダを実現できる。

【００２２】

また、送信部のフィルタやアンテナとして、発射禁止帯の信号を抑圧するものを併用することで、発射禁止帯への電波の放射をより確実に防止することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【００２３】

以下、図面に基づいて本発明の実施の形態を説明する。

図１は、本発明を適用した短パルスレーダ２０の構成を示している。

【００２４】

この短パルスレーダ２０は、送信部２１、受信部４０、Ａ／Ｄ変換器６０、信号処理部６１および制御部６２によって構成されている。

【００２５】

送信部２１は、制御部６２から例えば所定周期 T_g で出力される送信トリガ信号 G を受ける毎に、所定幅 T_p （例えば１ｎｓ）で所定キャリア周波数 F_c （例えば２６ＧＨｚ）の短パルス波（バースト波） P_t を生成して送信アンテナ２２から空間１へ放射する。

【００２６】

この送信部２１は、図１に示しているように、送信アンテナ２２の他に、送信トリガ信号 G のレベルが所定方向（例えば立ち上がり方向）に遷移するタイミングに同期して幅 T_p （例えば１ｎｓ）のパルス信号 P_a を発生するパルス発生器２３、パルス信号 P_a を受けている間 T_p だけ（パルス幅相当時間 T_p だけ）キャリア周波数 F_c の短パルス信号（バースト信号） P_b を発振出力するバースト発振器２４とを有している。

【００２７】

バースト発振器 2 4 としては種々の構成が考えられる。

例えば図 2 に示すバースト発振器 2 4 のように、発振部 2 4 a を、インバータ（信号反転器）2 5 と、インバータ 2 5 の出力信号を所定時間（ T_1 ）遅延して入力端に帰還する帰還回路 2 6 とにより構成し、パルス信号 P a により開閉するスイッチ回路 2 4 b によって、発振部 2 4 a の動作状態を発振状態と発振停止状態のいずれかに切り換える。帰還回路 2 6 は、例えば抵抗（またはコイル）とコンデンサによる L 型、T 型等の L P F で構成される。

【0028】

スイッチ回路 2 4 b は、インバータ 2 5 の入力端（または出力端でもよい）とアースラインの間を開閉するように挿入されており、図 3 の（a）のように、パルス信号 P a がローレベル（パルス非入力状態）のときには閉状態となり、パルス信号 P a がハイレベル（パルス入力状態）のときには開く。

【0029】

スイッチ回路 2 4 b が閉じている間、インバータ 2 5 の出力はハイレベルで、帰還回路 2 6 の出力も本来はハイレベルであるがスイッチ 2 4 b により強制的にローレベルに固定されており、スイッチ回路 2 4 b が開くと、図 3 の（b）のように、帰還回路 2 6 の本来のハイレベル出力が遅延なくインバータ 2 5 に入力される。

【0030】

そして、インバータ 2 5 の入出力の応答遅延時間 T_0 が経過すると、図 3 の（c）のように、インバータ 2 5 の出力がローレベルとなり、その時点から帰還回路 2 6 の遅延時間 T_1 が経過すると、インバータ 2 5 の入力が図 3 の（b）のようにローレベルとなり、さらに応答遅延時間 T_0 が経過すると、インバータ 2 5 の出力が図 3 の（c）のようにハイレベルとなる。

【0031】

以下、スイッチ 2 4 b が開いている間、上記動作が繰り返されることになり、発振部 2 4 a からは、周波数が $1/2$ （ $T_0 + T_1$ ）の矩形波がバースト状に発振出力されることになり、スイッチ 2 4 b が閉じると発振動作が停止する。

【0032】

なお、ここで、バースト信号 P b の周波数 $1/2$ （ $T_0 + T_1$ ）が例えば 26.5 GHz となるように、帰還回路 2 6 の時定数が設定されている。

【0033】

この送信部 2 1 は、上記のようにパルス信号 P a によってバースト発振器 2 4 の発振動作そのものを制御する構成であるので、原理的にキャリア漏れは発生しない。したがって、UWB の使用に際して規定されている電力密度の制限は、発振時に出力される短パルス波の瞬時パワーについてのみ考慮すればよく、規定されている電力を最大限有効に使用できる。また、キャリア漏れがないので UWB の任意の位置にメインローブを配置でき、そのメインローブのほぼ全体が RR 帯と重ならないようにすることができる。

【0034】

また、上記したインバータ 2 5 とスイッチ 2 4 b は、図 4 のように、トランジスタで構成することが可能である。即ち、インバータ 2 5 は、トランジスタ Q 1 と負荷抵抗 R 1 とで構成され、その出力端のコレクタから入力端のベースの間に帰還回路 2 6 が接続されている。また、スイッチ 2 4 b はトランジスタ Q 2 で構成され、そのベースに入力されるパルス信号 P a がハイレベルの間は、コレクタ・エミッタ間が導通して、トランジスタ Q 1 の出力レベルを強制的にローレベルに固定し、発振動作を停止させる。また、パルス信号 P a がローレベルになると、トランジスタ Q 2 がオフ状態となるので、トランジスタ Q 1 と帰還回路 2 6 によって発振動作する。

【0035】

図 4 において、トランジスタ Q 3 と負荷抵抗 R 2 は、発振信号を出力させるための出力回路であり、トランジスタ Q 1 のエミッタに現れる発振信号電圧と、ベースに入力されている基準電圧 V_r との大小を比較し、その比較結果をコレクタ側から出力する構成となっ

ている。また、図 4 において、符号 I は電流源である。

【0036】

図 5 は、前記インバータ 25 とスイッチ回路 24b とを NOR 回路 27 で構成したバースト発振器 24 の例を示している。この構成の場合、前記の場合と逆に負論理のパルス信号 $P_{a'}$ を用い、パルス信号 $P_{a'}$ がハイレベルの間（パルス非入力期間）は、NOR 回路 27 の出力をローレベルに強制的に固定して発振停止状態とし、パルス信号 P_a がローレベルの間（パルス入力期間）は、帰還回路 26 に対して NOR 回路 27 をインバータとして作用させて発振状態にする。

【0037】

図 6 は、キャリア周波数が 26.5 GHz 、パルス幅 T_p が 1 nS のときにバースト発振器 24 から出力される信号 P_b のスペクトラム電力密度分布 S_x を示すものであり、このスペクトラム分布 S_x のメインローブの両端（理論的に出力電力ゼロとなる周波数）は $26.5 \pm 1\text{ GHz}$ となる。

【0038】

したがって、このメインローブは、前記した $23.6 \sim 24\text{ GHz}$ の RR 帯に重ならない。また、メインローブの両側のサイドローブは RR 帯に重なるが、通常そのレベルはメインローブに比べて格段に低いため、問題にならない。また、後述のように、BRF 31 と送信アンテナ 22 により、この RR 帯の成分を抑圧することが可能である。

【0039】

なお、図 6 では短パルス波 P_t のスペクトラムのメインローブ全体が UWB のうち RR 帯より高い領域に入るように設定しているが、これは本発明を限定するものではなく、メインローブのほぼ全体が $24.0 \sim 29\text{ GHz}$ の範囲に入るように、パルス信号 P_a の幅、周期およびバースト発振器 24 の発振周波数を設定すればよい。

【0040】

ここで、メインローブのほぼ全体としては、例えばスペクトラム S_x のピークから -20 dB までの範囲を一つの基準とすることができ、このときピークが -41.3 dBm/MHz であれば、メインローブの下側のレベルは、常に RR 帯の規定レベル -61.3 dB/MHz 以下となって規定のマスクを満たすことになる。ただし、サイドローブのレベルが RR 帯において -61.3 dB/MHz を超える場合には、後述する BRF 31 および送信アンテナ 22 のノッチ作用により、減衰させればよい。

【0041】

上記バースト発振器 24 から出力される短パルス信号（バースト信号） P_b は、電力増幅器 30 により規定電力に増幅され、BRF 31 を介して送信アンテナ 22 に供給され、この送信アンテナ 22 から短パルス波 P_t が探査対象の空間 1 へ放射される。

【0042】

ここで、BRF 31 は、例えば図 7 に示すように、 $23.6 \sim 24\text{ GHz}$ の RR 帯に対して大きな減衰特性をもつノッチフィルタであり、この BRF 31 により、RR 帯への放射レベルは、さらに低減する。電力増幅器 30 の利得は、後述の制御部 62 によって可変できるようになっている。

【0043】

短パルス波 P_t を空間 1 に放射する送信アンテナ 22 は、UWB の短パルス波 P_t を効率よく空間へ放射するために、広帯域な特性が要求される。

【0044】

この実施形態では、UWB で広帯域に使用できるものとして、スパイラル素子を用いた円偏波型のアンテナを用いている。

【0045】

図 8～図 12 は、送信アンテナ 22 の基本構造を示している。

この送信アンテナ 22 は、例えば低誘電率（ 3.5 前後）の基板で厚さ 1.2 mm の誘電体基板 121 と、その誘電体基板 121 の一面側（図 8、図 9 で背面側）に設けられた地板導体 122 と、誘電体基板 121 の反対面側（図 8、図 9 で前面側）にパターン形成

された右巻き矩形スパイラルの不平衡型のアンテナ素子123と、このアンテナ素子123のスパイラル中心側の端部（給電点）に一端が接続され、誘電体基板121をその厚さ方向に貫通して地板導体122の穴122aを通過する給電ピン125を有している。

【0046】

不平衡型の給電線、例えば同軸ケーブルや、地板導体122をアースラインとするコプレーナ線路あるいは後述するマイクロストリップ線路等により給電ピン125の他端側から給電することで、アンテナ素子123から左回り円偏波の電波を放射することができる。

【0047】

ただし、このような構造のアンテナでは、誘電体基板121の表面に沿った表面波が励振され、その表面波の影響により所望特性が得られない場合がある。

【0048】

そこで、この実施形態のアンテナ22では、図11、図12に示しているように、一端側が地板導体122に接続され、誘電体基板121を貫通して、他端側が誘電体基板121の反対面まで延びた円柱状の金属ポスト130を、アンテナ素子123を囲むように所定間隔で設けてキャビティ構造とし、さらに、誘電体基板121の反対面側に、各金属ポスト130の他端側をその並び方向に沿って順次短絡し、且つ各金属ポスト130との接続位置からアンテナ素子123方向に所定距離延びた棒状導体132を設けて、表面波を抑圧している。

【0049】

なお、この金属ポスト130は、例えば誘電体基板121に貫通する穴の内壁にメッキ加工（スルーホールメッキ）することで実現されている。

【0050】

以下、上記のキャビティ構造と棒状導体132による表面波抑圧の効果を説明するために、各部のパラメータを変えて得られたシミュレーション結果を示す。

【0051】

使用周波数はUWB内の例えば26GHzであり、アンテナ素子123の方形スパイラルは、図13に示すように、基本長 a_0 を0.45mm、素子幅 W を0.25mmとして2回りし、その最終長が $3 \cdot a_0$ となるものを用いている。なお、以下の説明では、アンテナ素子123が方形スパイラルの例を示すが、円形スパイラルのアンテナ素子を用いることもできる。

【0052】

誘電体基板121の外形はアンテナ素子123のスパイラル中心を中心とする正方形で、図9のようにその辺の長さを L とし、キャビティの外形もこれと同心の正方形とし、図11のようにその内寸を L_w とし、さらに、棒状導体132のキャビティ内壁から内側へ延びる距離（以下、リム幅と記す）を L_R とする。

【0053】

また、キャビティを形成する金属ポスト130の直径は0.3mm、間隔は0.9mmである。

【0054】

図14は、金属ポスト130によるキャビティおよび棒状導体132を設けない場合における垂直面（図8、図9で yz 面）の放射特性であり、 F_1 、 F_1' は $L=18$ mmのときの主偏波（左回り偏波）と交差偏波（右回り偏波）の特性、 F_2 、 F_2' は $L=24$ mmのときの主偏波と交差偏波の特性である。

【0055】

ここで、アンテナとして要求される放射特性は、主偏波については 0° 方向を中心として対称でブロードな単峰特性であり、交差偏波（完全な円偏波であればゼロである）については、広い角度範囲において主偏波より十分低い放射強度となる必要がある。

【0056】

これに対し、図14の主偏波の特性 F_1 、 F_2 はともに非対称で利得に大きな暴れがあ

り、また、交差偏波についてみれば、 -60° 、 -40° の近傍で主偏波と同等か近い放射レベルになっていることが判る。このような放射特性の乱れは、前記した表面波の影響によって発生している。

【0057】

本願発明者らは、この表面波の影響を前記した金属ポスト130によるキャビティ構造の採用で抑圧できると見込み、その金属ポスト130によるキャビティの大きさを種々変えて前記同様の放射特性を求めた。

【0058】

ところが、キャビティ構造の採用だけでは、表面波の影響による放射特性の乱れを抑圧できないことが判明し、また、キャビティ構造に前記した棒状導体132を設けることで、表面波の影響による放射特性の乱れをなくすることができることを見いだした。

【0059】

図15は、金属ポスト130によって内寸 $L_w = 9\text{ mm}$ のキャビティを設け、さらにリム幅 $L_R = 1.2\text{ mm}$ の棒状導体132を設けたときの、 $L = 18\text{ mm}$ および $L = 24\text{ mm}$ の主偏波の特性 F_3 、 F_4 と交差偏波の特性 F_3' 、 F_4' を示している。

【0060】

図15から明らかなように、主偏波の特性 F_3 、 F_4 は、 0° 方向を中心として対称でブロードな単峰特性となり、交差偏波の特性 F_3' 、 F_4' についても、広い角度範囲において主偏波 F_3 、 F_4 より十分低い放射強度で緩慢な変化となっており、前記した所望の特性が得られている。

【0061】

また、詳細特性は示さないが、各種実験の結果、棒状導体132が無い場合の放射特性は、誘電体基板121の大きさ L とキャビティ内寸 L_w に対する依存性を示し、概略的な傾向を言えば、 L が大きい($L = 24, 18\text{ mm}$)場合、キャビティ内寸 L_w が $3 \sim 10\text{ mm}$ まで大きくなるにつれて主偏波特性は3峰形から単峰形に近づく。また、誘電体基板21の大きさ L が比較的小さい($L = 12\text{ mm}$)場合、キャビティ内寸 L_w が $3 \sim 10\text{ mm}$ まで間で大きくなるにつれて主偏波特性は双峰形から単峰形に近づく。

【0062】

しかし、いずれの場合でも、交差偏波の暴れが大きく使用角度範囲内いずれかにおいて主偏波成分との差が小さくなり、偏波選択性が低く、上記図15のような所望の特性には至らない。

【0063】

なお、リム幅 L_R の 1.2 mm は、表面波の波長のほぼ $1/4$ に相当している。つまり、このリム幅 $L_R = 1.2\text{ mm}$ の部分は、その先端側からポスト壁側を見たとき、表面波に対してインピーダンス無限大の $\pi/4$ 伝送路を形成する。したがって、表面に沿った電流が流れないことになり、この電流阻止作用によって表面波が抑圧され、放射特性の暴れを防いでいることになる。

【0064】

よって、他の周波数帯に適用する場合には、その周波数に応じてリム幅 L_R を変更設定すればよい。

【0065】

上記アンテナ22は、単独でUWBの各種通信システムに用いることができるが、UWBレーダとして必要とされる利得が不足する場合や、ビームを絞る必要がある場合には、上記アンテナ22をアレー化すればよい。

【0066】

また、円偏波型のアンテナをアレー化する場合、交差偏波分を抑圧して、アンテナ全体としての偏波特性を改善できるシーケンシャル回転アレーを採用することができる。

【0067】

シーケンシャル回転アレーとは、同一平面上に複数 N の同一のアンテナ素子を配置したアレーアンテナにおいて、各アンテナ素子を放射方向の軸回りに順次 $p \cdot \pi/N$ ラジアン

ずつ回転して配置するとともに、各アンテナ素子への給電位相をその配置角に応じて $p \cdot \pi / N$ ラジアンずつ偏移したアンテナである。ここで、 p は、1 以上 $N - 1$ 以下の整数である。

【0068】

このような構造にすることで、各アンテナ素子の偏波特性が不完全な円偏波（つまり楕円偏波）の場合であっても、アンテナ全体としては交差偏波成分が相殺されてほぼ完全な円偏波特性を得ることができる。

【0069】

以下、 $p = 1$ 、 $N = 2$ の最も簡単な例で原理説明する。

図16のように、横軸強度 $a + b$ 、縦軸強度 $a - b$ の楕円偏波特性のアンテナ素子の楕円偏波特性 $A1$ は、強度 a の左回りの主偏波成分 $B1$ （円偏波）と、強度 b の右回りの交差偏波成分 $C1$ （円偏波）とが合成されたものと見なせる。

【0070】

そして、このアンテナ素子を $\pi / 2$ 回転して配置すれば、縦軸強度 $a + b$ 、横軸強度 $a - b$ の縦長の楕円偏波特性 $A2$ となり、この縦長楕円偏波特性 $A2$ は、強度 a の左回りの主偏波成分 $B2$ （円偏波）と、強度 b の右回りの交差偏波成分 $C2$ （円偏波）とが合成されたものと見なせる。

【0071】

ただし、楕円偏波特性 $A1$ のアンテナ素子と楕円偏波特性 $A2$ のアンテナ素子に同相給電した場合、両者の偏波方向は、主偏波、交差偏波とも $\pi / 2$ ずれている。

【0072】

そこで、楕円偏波特性 $A1$ のアンテナ素子への給電位相に対して、楕円偏波特性 $A2$ のアンテナ素子への給電位相を $\pi / 2$ だけ遅延させると、楕円偏波特性 $A2$ のアンテナ素子の主偏波成分 $B2'$ は、楕円偏波特性 $A1$ のアンテナ素子の主偏波成分 $B1$ と同相となって両者が強調合成される。

【0073】

これに対し、楕円偏波特性 $A2$ のアンテナ素子の交差偏波成分 $C2'$ は、楕円偏波特性 $A1$ のアンテナ素子の交差偏波成分 $C1$ と逆相で強度が等しいので、相殺される。

【0074】

したがって、アンテナ全体の偏波特性は、左回りの主偏波成分 $B1$ 、 $B2'$ を合成したほぼ完全な円偏波となる。

【0075】

図17は、上記原理を用いてアレー化したアンテナ22の構成を示している。

このアンテナ22は、縦長矩形の共通の誘電体基板121' および図示しない地板導体に、前記アンテナ素子123を、2列4段にアレー化して構成したものである。

【0076】

また、このアンテナ22の地板導体側には、複数のアンテナ素子に励振信号を分配給電するための給電部（図示せず）が形成されている。

【0077】

誘電体基板121' の表面には、前記実施形態と同様に右巻き矩形スパイラルに形成された8つのアンテナ素子123（1）～123（8）が2列4段に設けられている。

【0078】

ここで、右列のアンテナ素子123（1）、123（3）および左列のアンテナ素子123（6）、123（8）からなる第1グループの放射方向に沿った軸回り角度は同一であり、残りの4つのアンテナ素子123（2）、123（4）、123（5）、123（7）からなる第2グループの角度も同一で、第1グループのアンテナ素子に対して反時計回りに $\pi / 2$ 回転した向きとなっている。

【0079】

また、各アンテナ素子123（1）～123（8）は、一端側が地板導体に接続されている金属ポスト130を並べて形成したキャビティにより囲まれており、さらに、各金属

ポスト 1 3 0 との接続位置から各アンテナ素子 1 2 3 方向に所定距離（前記したリム幅 L_R 分）延びた棒状導体 1 3 2' により、金属ポスト 1 3 0 の他端側をその並び方向に沿って連結して、各アンテナ素子毎に表面波の発生を抑圧している。

【0080】

なお、このアンテナ 2 2 のように複数のアンテナ素子 1 2 3 (1) ~ 1 2 3 (8) を縦横に配列した場合、隣合うアンテナ素子の間のキャビティおよび棒状導体 1 3 2' を共通化して、全体として格子状に形成することができる。ただし、2 つの隣合う 2 つのアンテナ素子の間に設けられる棒状導体 1 3 2' は、その両アンテナ素子へ所定距離（前記したリム幅 L_R ）延びるように形成される。

【0081】

基本構成のアンテナと同様に、各アンテナ素子 1 2 3 (1) ~ 1 2 3 (8) の給電点に一端側を接続された給電ピン（図示せず）は、誘電体基板 1 2 1' を貫通し、地板導体を非導通に通過し、給電部に接続されている。

【0082】

そして、給電部は、マイクロストリップ型あるいはコプレーナ型の給電ラインにより形成されて、各アンテナ素子 1 2 3 (1) ~ 1 2 3 (8) に対して短パルスを送電するが、第 2 グループのアンテナ素子に対する送電位相を第 1 グループに対する送電位相より $\pi/2$ だけ遅れるようにしている。

【0083】

このように構成されたアンテナ 2 2 では、個々のアンテナ素子 1 2 3 の偏波特性は、金属ポスト 1 3 0 によるキャビティと棒状導体 1 3 2' によって表面波の発生が抑圧されて、単峰の指向性となり、さらに、アンテナ全体としては、前記したシーケンシャル回転アレーの構成により、第 1 グループのアンテナ素子の交差偏波成分と第 2 グループのアンテナ素子の交差偏波成分とが相殺され、8 つのアンテナ素子 1 2 3 (1) ~ 1 2 3 (8) の主偏波成分が合成されて、ほぼ完全な円偏波で高利得となる。

【0084】

また、アンテナ素子を縦方向に 4 段設けているので、垂直面のビーム広がりを適度に狭めることができ、UWB 帯における使用禁止周波数帯への成分が含まれている場合であっても、問題となる高仰角方向への放射を抑えることができ、使用禁止周波数帯への実質的な妨害を防ぐことができる。

【0085】

また、上記実施例では、2 列 4 段のシーケンシャル回転アレーを構成しているが、これは、本発明を限定するものではなく、アンテナ素子の数、組数等種々変更できる。

【0086】

上記したアンテナ 2 2 は、誘電体基板に、金属ポスト 1 3 0 によるキャビティと棒状導体 1 3 2' を設けることによって共振器を構成し、これを円偏波のアンテナ素子で励振していると考えることができる。

【0087】

共振器であるから共振周波数が存在し、その周波数ではアンテナの入力インピーダンスが非常に大きくなり、放射をしなくなる。共振周波数は、前記共振器と円偏波のアンテナ素子の構造パラメータで決まる。したがって、アンテナ利得の周波数特性は、前記共振周波数付近で急激に深い落ち込み（ノッチ）が生じることになる。この共振周波数を例えば、前記した RR 帯（23.6 ~ 24.0 GHz）に合わせれば、地球探査衛星との干渉を大幅に低減できる。

【0088】

図 1 8 は、この点を考慮して、前記図 1 7 に示した構成のアンテナを試作し、その主偏波の右旋円偏波成分（RHCP）と、交差偏波の左旋円偏波成分（LHCP）の利得の周波数特性を測定した結果を示している。

【0089】

この例では、主偏波成分は、24.5 ~ 31 GHz にわたって 13 dBi 以上の利得を

有しており、且つRR帯で、ピークレベルから約20dB低下した鋭いノッチが生じていることが判る。

【0090】

共振器またはスパイラル型のアンテナ素子のいずれか一方、あるいは両方の構造パラメータを適切に選択することにより、ノッチが生じる周波数を前記したRR帯に容易に一致させることができる。

【0091】

したがって、このノッチ周波数をRR帯に合わせて使用することで、前記したキャリアリークのないバースト発振器24、RR帯にノッチ周波数をもつBRF31の採用とあわせ、RR帯への電波の放射レベルをほとんど無視できる程度まで抑圧できる。

【0092】

このように構成された送信アンテナ22から空間1へ出力された短パルス波Ptは、空間1内の物体2で反射し、その反射波Prが受信部40の受信アンテナ41で受信される。

【0093】

受信アンテナ41は、送信アンテナ22と同一構成である。ただし、円偏波の電波は、反射によって偏波回転方向が逆転する性質を有しているので、送信アンテナと受信アンテナの偏波回転方向を逆にすることで、2次反射成分（より厳密に言えば偶数次反射成分）を抑圧して、1次反射成分（より厳密に言えば奇数次反射成分）に対する選択性を高くできる。その結果、2次反射によって生じる偽像を低減させることができるようになる。

【0094】

反射波Prを受信した受信アンテナ41から出力される受信信号Rは、LNA（低雑音増幅器）42により増幅された後、帯域幅2GHz程度のバンドパスフィルタ（BPF）43により帯域制限される。そして、帯域制限された反射信号R'が検波回路44によって検波される。なお、LNA42の利得は、制御部62によって可変できるようになっている。

【0095】

検波回路44は、BPF43から出力される反射信号R'を同相（0°）分岐する分岐回路45と、その同相分岐された反射信号同士を線形乗算する線形乗算器46と、線形乗算器46の出力信号からベースバンド成分Wを抽出する低域通過フィルタ（LPF）47とによって構成されている。

【0096】

線形乗算器46には、二重平衡ミキサを用いる等いくつかの方式があるが、高速動作をするものとして、ギルバートミキサを用いて構成する方法が考えられる。

【0097】

ギルバートミキサは、図19に示すように、3組の差動増幅器46a、46b、46cからなり、差動増幅器46aに第1信号V1を差動入力し、その負荷側に接続された2組の差動増幅器46b、46cに第2信号V2を差動入力すると、第1信号V1と第2信号V2の積に等しい信号成分のみを負荷抵抗R3、R4から出力する。

【0098】

この構成の線形乗算器46に、例えば図20の（a）のような正弦状の信号S（t）を同相でバースト状に入力すると、その出力信号は、図20の（b）のように、入力信号S（t）を2乗した波形となり、その包絡線（ベースバンド）Wは、入力信号S（t）の電力に比例している。

【0099】

このように複数の差動増幅器からなる線形乗算器46は、MMICで極めて小型に構成することができ、しかも、ローカル信号を供給する必要がないので、電力消費が少なくて済む。

【0100】

検波回路44で得られたベースバンド信号Wは、サンプルホールド回路48に入力され

る。サンプルホールド回路48は、図21にその原理図を示すように、抵抗48aとコンデンサ48bによる積分回路にスイッチ48cを介してベースバンド信号Wを入力する構成を有しており、パルス発生器49からのパルス信号Pcがハイレベル（ローレベルでもよい）の間、スイッチ48cを閉じてベースバンド信号Wを積分し、パルス信号Pcがローレベルになると、スイッチ48cを開いて積分結果を保持する。

【0101】

パルス発生器49は、制御部62から、送信トリガ信号Gより遅れて出力される受信トリガ信号G'を受ける毎に所定幅Tcのパルス信号Pcを生成して、サンプルホールド回路48に出力する。

【0102】

したがって、この受信部40は、受信トリガ信号G'を受けてから所定時間Tcが経過するまでの間に受信された反射波Prに対する検波処理を行っている。なお、図示していないが、パルス信号Pcの幅Tcは制御部62によって可変できるようになっている。

【0103】

サンプルホールド回路48で積分されて保持された信号Hは、その保持直後にA/D変換器60によってデジタル値に変換され、信号処理部61に入力される。

【0104】

信号処理部61は、受信部40で得られた信号Hに基づいて、空間1に存在する物体1aについての解析を行い、その解析結果を図示しない出力機器（例えば表示器、音声発生器）によって報知し、また制御に必要な情報を制御部62に通知する。

【0105】

制御部62は、この短パルスレーダ20について予め決められたスケジュールにしたがって、あるいは、信号処理部61の処理結果に応じて、送信部21および受信部40に対する各種制御（トリガ信号G、G'の間の遅延時間の可変制御等）を行い、所望の距離領域の探査を行わせる。

【0106】

上記した短パルスレーダ20では、バースト発振器24としてインバータの出力を入力に遅延帰還して発振させる構成のものを用いていたが、図22のバースト発振器24の発振部24aのように、共振器73を負荷とする増幅器72の出力を帰還回路74により増幅器72の入力側に正帰還して発振させる構成のものも実現できる。

【0107】

この場合、増幅器72の入力端あるいは出力端とアースラインとの間を、前記同様にスイッチ回路24bにより開閉し、発振動作状態と発振停止状態とを切り換える。

【0108】

図23は、図22のバースト発振器24のより具体回路例を示すものである。

図23において、発振部24aは、コイルL1とコンデンサC1の並列接続で形成される共振器73a、共振器73aを負荷とするトランジスタQ1、ベース抵抗R1からなる増幅器72a、コイルL2とコンデンサC2の並列接続で形成される共振器73b、共振器73bを負荷とするトランジスタQ2、ベース抵抗R2からなる増幅器72bを有している。

【0109】

また、トランジスタQ1のコレクタ（増幅器72aの出力）とトランジスタQ2のベース（増幅器72bの入力）との間はコンデンサC3を介して接続され、トランジスタQ2のコレクタ（増幅器72bの出力）とトランジスタQ1のベース（増幅器72aの入力）との間はコンデンサC4を介して接続され、両トランジスタQ1、Q2のエミッタは、定電流源I1を介して負電源Veに接続され、ベース抵抗R1、R2は、バイアス電源Vbに接続されている。

【0110】

この発振部24aは、トランジスタQ1、Q2が交互にオンオフして発振動作を継続するもので、一方の増幅器72aを増幅器の主体とすれば、他方の増幅器72bは、増幅器

7 2 a の出力を増幅器 7 2 b で反転増幅して増幅器 7 2 a の入力側に正帰還するための帰還回路 7 4 を構成していることになる。

【0 1 1 1】

また、増幅器 7 2 a を前段、増幅器 7 2 b を後段とする 1 つの同相増幅器と見なせば、後段の増幅器 7 2 b から前段の増幅器 7 2 a に信号を帰還しているコンデンサ C 4 が帰還回路 7 4 を構成していることになるが、いずれにしても、共振器、増幅器、帰還回路から構成されている発振部と見なすことができる。

【0 1 1 2】

なお、この構成の発振部 2 4 a では、位相が互いに反転した 2 相のバースト発振信号 P b 1、P b 2 を出力させることができる。

【0 1 1 3】

一方、スイッチ回路 2 4 b はトランジスタ Q 3 からなり、そのコレクタがアースラインに接続され、エミッタが増幅器 7 2 a のトランジスタ Q 1（他方のトランジスタ Q 2 でもよい）のベースに接続されていて、ベースで受けたパルス信号 P がローレベルのとき、コレクタ・エミッタ間を開状態とし、正帰還ループを維持して発振状態にし、パルス信号 P がハイレベルのとき、コレクタ・エミッタ間を閉状態として、正帰還がかからないようにし、発振停止状態にする。

【0 1 1 4】

上記のバースト発振器の例は、スイッチ回路 2 4 b によって、増幅器 7 2 の入力側とアースラインの間を閉じて正帰還がかからないようにしていたが、増幅器 7 2 の出力側とアースラインの間、即ち、共振器 7 3 と並列に接続してもよい。

【0 1 1 5】

この場合、パルス信号 P a によりスイッチ回路 2 4 b を閉じて増幅器 7 2 の出力側をアースラインに接続する（共振器 7 3 を短絡させる）ことで、前記同様に増幅器 7 2 の入力側への正帰還がかからなくなり、発振停止状態となる。

【0 1 1 6】

また、上記例では、正帰還ループをアースラインに接続して正帰還がかからないようにしていたが、上記のような 2 つの共振器 7 3 a、7 3 b を有する発振部 2 4 a の場合、両共振器 7 3 a、7 3 b の共振周波数が等しいことが発振条件の一つとなるので、一方の共振器の共振周波数を所望の発振周波数から大きくかけ離れた周波数に切り替えることで、正帰還がかからないようにすることができる。

【0 1 1 7】

上記各実施例では、増幅器 7 2 の入力側に正帰還が十分かからないようにすることで発振停止状態としており、増幅器 7 2 は定常的に能動状態にあるので、スイッチ回路 2 4 b の切り替わりに対して高速な応答性をもちながら、リークを発生させることなく、パルス信号のレベルに応じた発振信号の断続的な出力が可能となる。

【0 1 1 8】

また、図 2 4 に示すバースト発振器 2 4 のように、発振部 2 4 の増幅器 7 2 の電源供給ラインにスイッチ回路 2 4 b を接続し、増幅器 7 2 に対する電源の供給（バイアス電源も含む）を規制して、発振動作を停止させることもできる。

【0 1 1 9】

具体的には、図 2 5 に示すように、トランジスタ Q 3 からなるスイッチ回路 2 4 b を定電流源 I 1 の代わりに用い、パルス信号 P によってトランジスタ Q 3 をオンオフさせ、発振部 2 4 a を発振状態と発振停止状態の間で切り替え、発振信号を断続的に出力させる。また、図示しないがバイアス電源 V b の供給をスイッチ回路 2 4 b によって規制することで、発振信号を断続的に出力させてもよい。

【0 1 2 0】

また、このように増幅器 7 2 に対する電源供給を制御してバースト波を発生させる構成の場合、電源を供給しても発振動作がすぐに開始されない場合が考えられる。

【0 1 2 1】

このような場合には、図 2 6 に示すバースト発振器 2 4 のように、スイッチ回路 2 4 b と逆動作のスイッチ回路 7 5 を用い、増幅器 7 2 に対する電源供給が停止している間だけスイッチ回路 7 5 を閉じて共振器 7 3 に所定電流を流しておき、スイッチ回路 2 4 b が閉じて電源が供給されるタイミングにスイッチ回路 7 5 を開いて、共振器 7 3 に過渡現象による共振周波数の信号を発生させて、発振状態に遅延なく移行させる。

【0 1 2 2】

図 2 7 は、より具体的な回路例を示すものであり、一方（両方でもよい）の共振器 7 3 a と増幅器 7 2 a の間と、電源 V e の間をトランジスタ Q 4 によるスイッチ回路 7 5 で開閉する構成とし、このトランジスタ Q 4 のベースにはパルス信号 P a を反転した信号 P a ' を与える。

【0 1 2 3】

なお、上記の共振型の各バースト発振器 2 4 において、共振器 7 3 を L C 型のものだけでなく、伝送路型（例えば $\lambda/4$ 型）の共振器で構成してもよい。

【図面の簡単な説明】

【0 1 2 4】

- 【図 1】 本発明の実施形態の全体構成図
- 【図 2】 実施形態の要部の構成図
- 【図 3】 実施形態の要部の動作説明図
- 【図 4】 実施形態の要部の回路図
- 【図 5】 実施形態の要部の他の構成図
- 【図 6】 実施形態の短パルスのスペクトラムの一例を示す図
- 【図 7】 実施形態の要部の特性例を示す図
- 【図 8】 実施形態の送信アンテナの斜視図
- 【図 9】 実施形態の送信アンテナの正面図
- 【図 1 0】 実施形態の送信アンテナの背面図
- 【図 1 1】 実施形態の送信アンテナの A－A 線断面図
- 【図 1 2】 実施形態の送信アンテナの B－B 線断面図
- 【図 1 3】 実施形態の送信アンテナの要部拡大図
- 【図 1 4】 実施形態の送信アンテナの棒状導体がないときの特性図
- 【図 1 5】 実施形態の送信アンテナの棒状導体があるときの特性図
- 【図 1 6】 シーケンシャルアレーの説明図
- 【図 1 7】 実施形態のアレー型の送信アンテナの平面図
- 【図 1 8】 キャピティの共振により利得低下領域を設けた場合の特性図
- 【図 1 9】 実施形態の要部の回路例を示す図
- 【図 2 0】 実施形態の要部の動作説明図
- 【図 2 1】 実施形態の要部の構成を示す図
- 【図 2 2】 実施形態の要部の他の構成例を示す図
- 【図 2 3】 実施形態の要部の回路例を示す図
- 【図 2 4】 実施形態の要部の他の構成例を示す図
- 【図 2 5】 実施形態の要部の回路例を示す図
- 【図 2 6】 実施形態の要部の他の構成例を示す図
- 【図 2 7】 実施形態の要部の回路例を示す図
- 【図 2 8】 従来装置の構成例を示す図
- 【図 2 9】 従来装置の動作を説明するためのスペクトラム図
- 【図 3 0】 UWB における F C C 勧告のスペクトラムマスク図

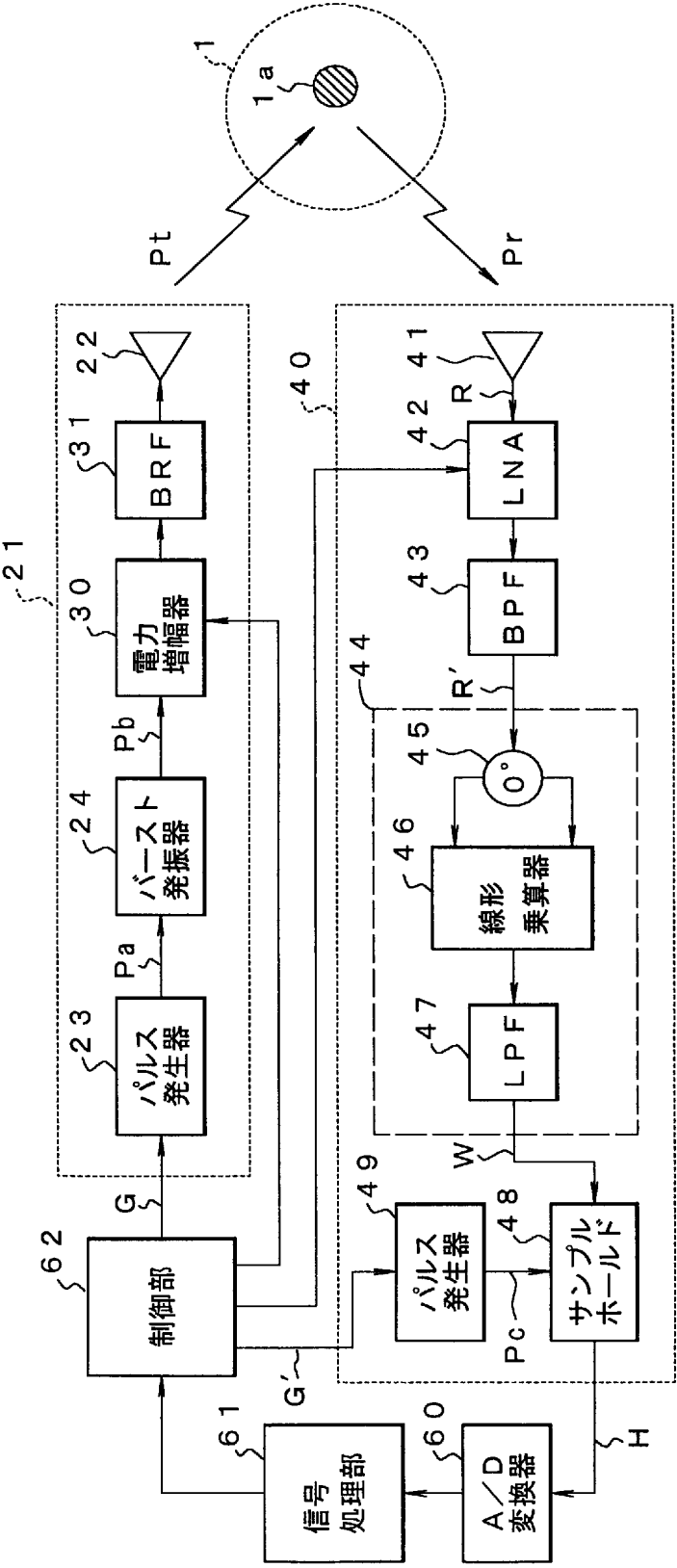
【符号の説明】

【0 1 2 5】

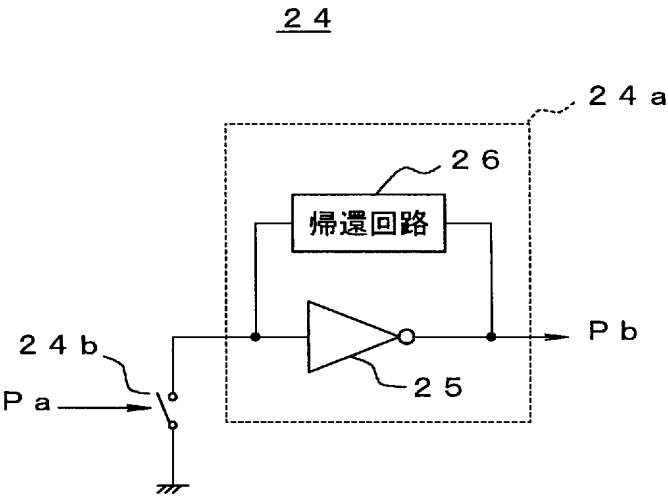
2 0 ……短パルスレーダ、2 1 ……受信部、2 2 ……送信アンテナ、2 3 ……パルス発生器、2 4 ……バースト発振器、2 4 a ……発振部、2 4 b ……スイッチ回路、2 5 ……インバータ、2 6 ……帰還回路、3 0 ……電力増幅器、3 1 ……B R F、4 0 ……受信部

、 4 1 ……受信アンテナ、 4 2 …… L N A、 4 3 …… B P F、 4 4 …… 検波回路、 4 5 …… 分岐回路、 4 6 …… 線形乗算器、 4 7 …… L P F、 4 8 …… サンプルホールド、 4 9 …… パルス発生器、 6 0 …… A／D変換器、 6 1 …… 信号処理部、 6 2 …… 制御部、 7 2 …… 増幅器、 7 3 …… 共振器、 7 4 …… 帰還回路、 7 5 …… スイッチ回路

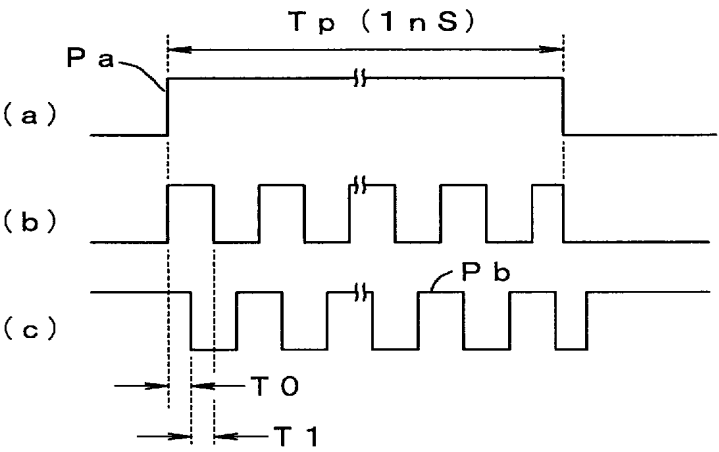
20



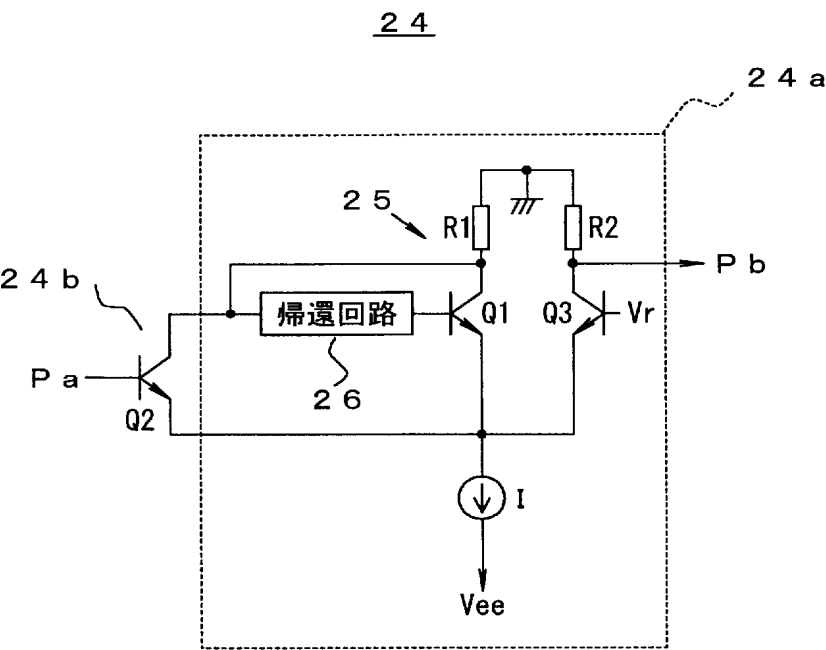
【図 2】



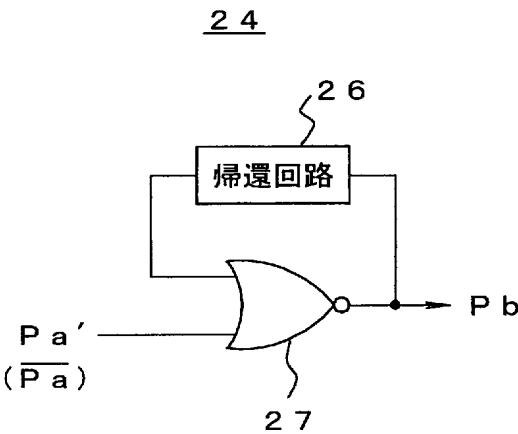
【図 3】



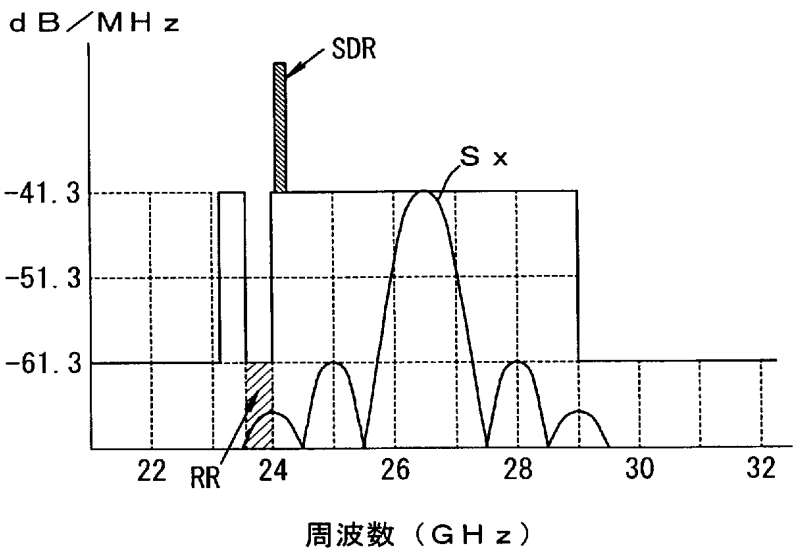
【 図 4 】



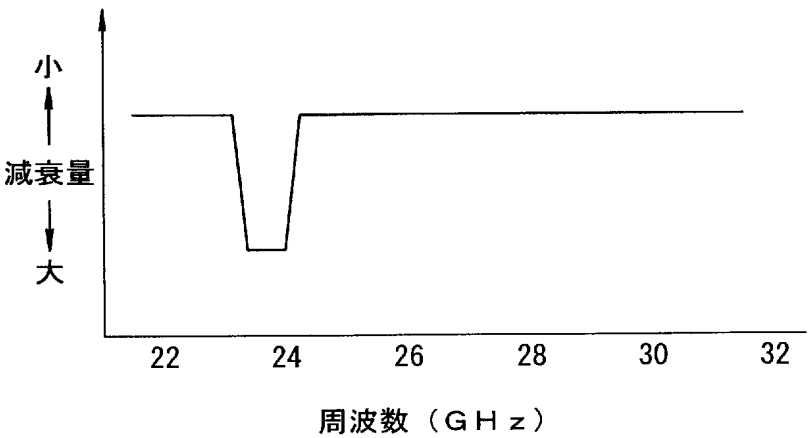
【 図 5 】



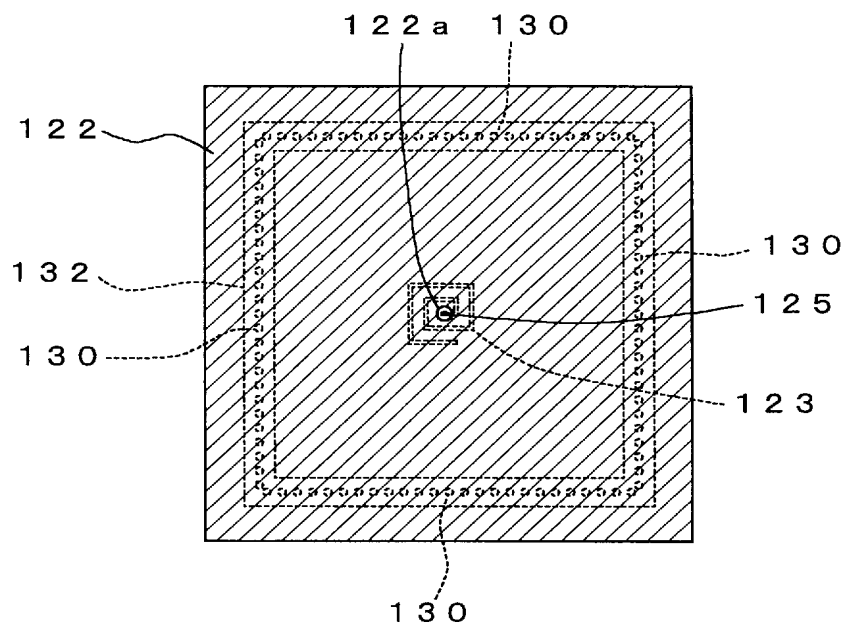
【 図 6 】



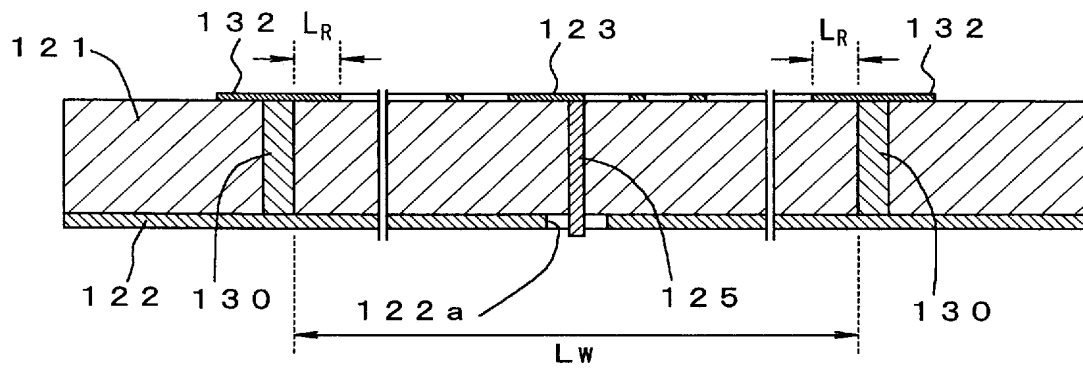
【 図 7 】



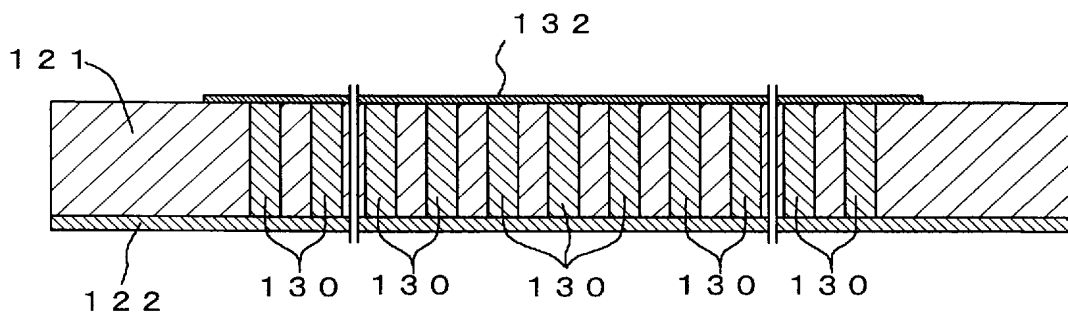
【図 1 0】

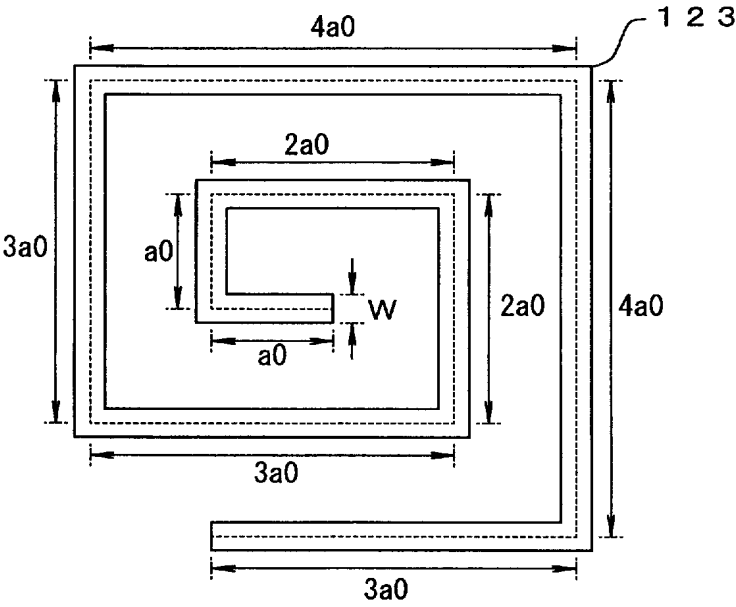


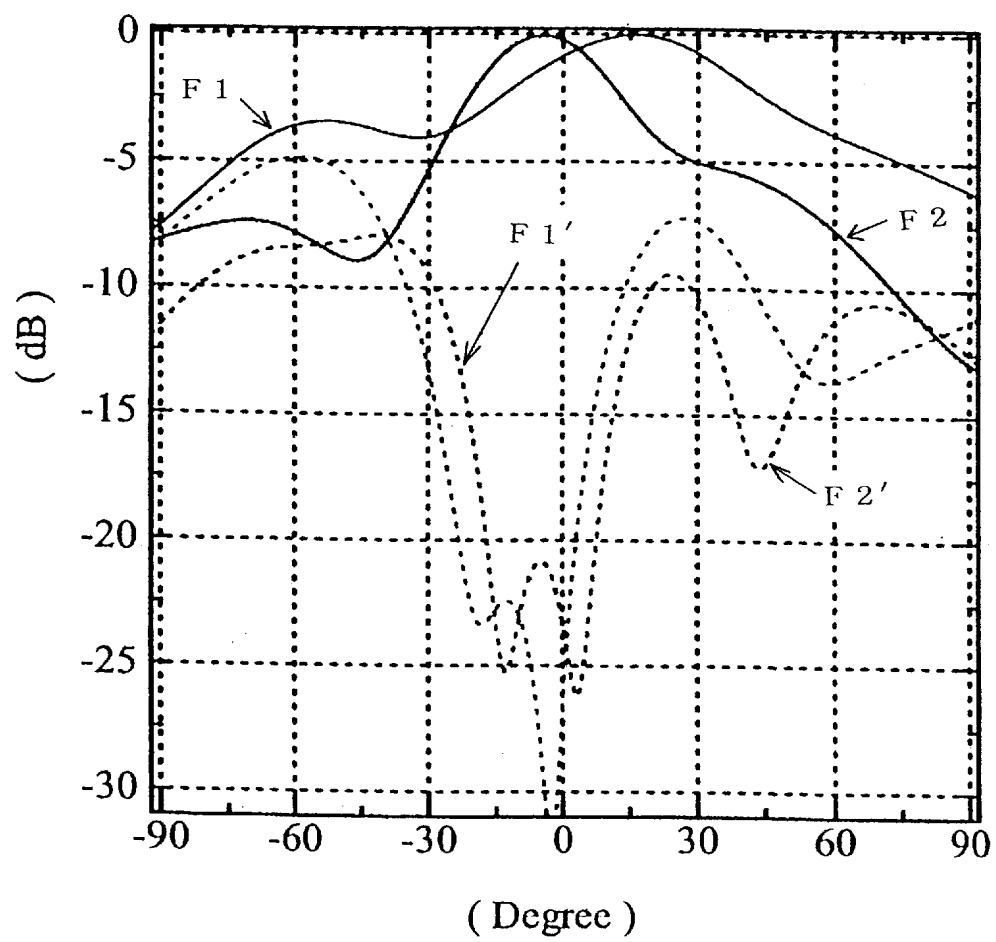
【図 1 1】

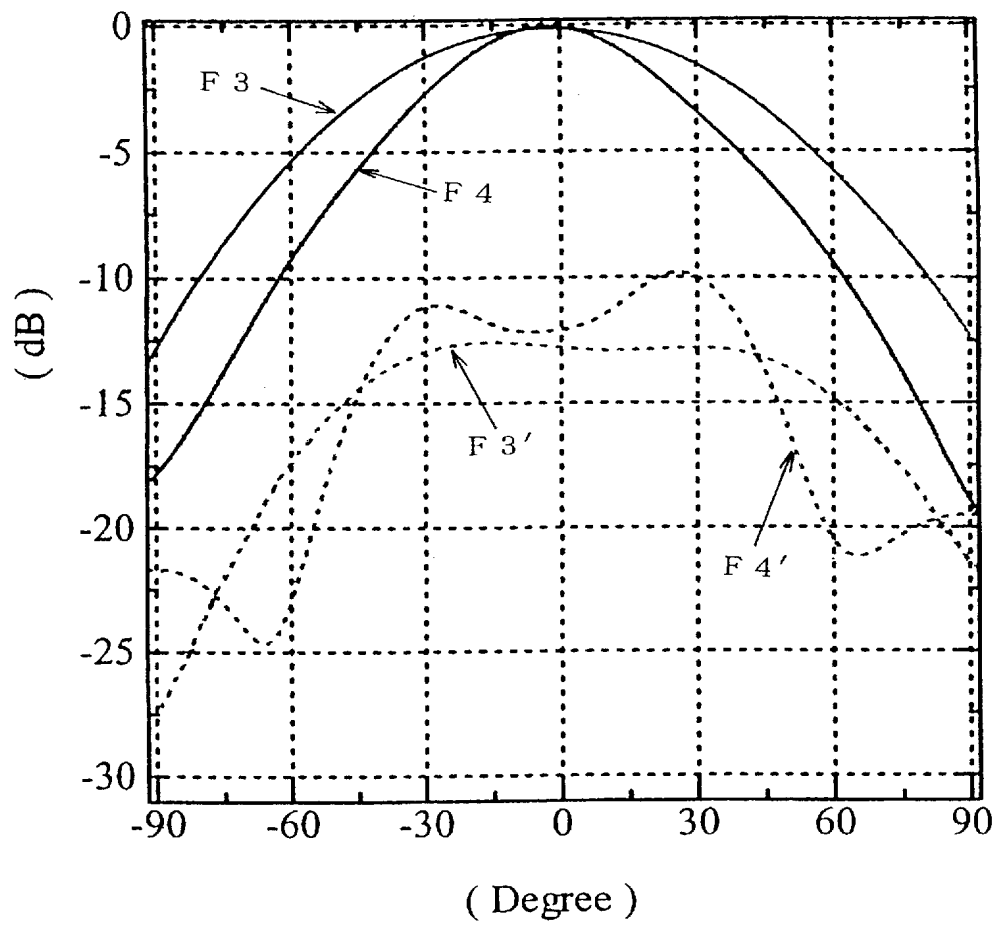


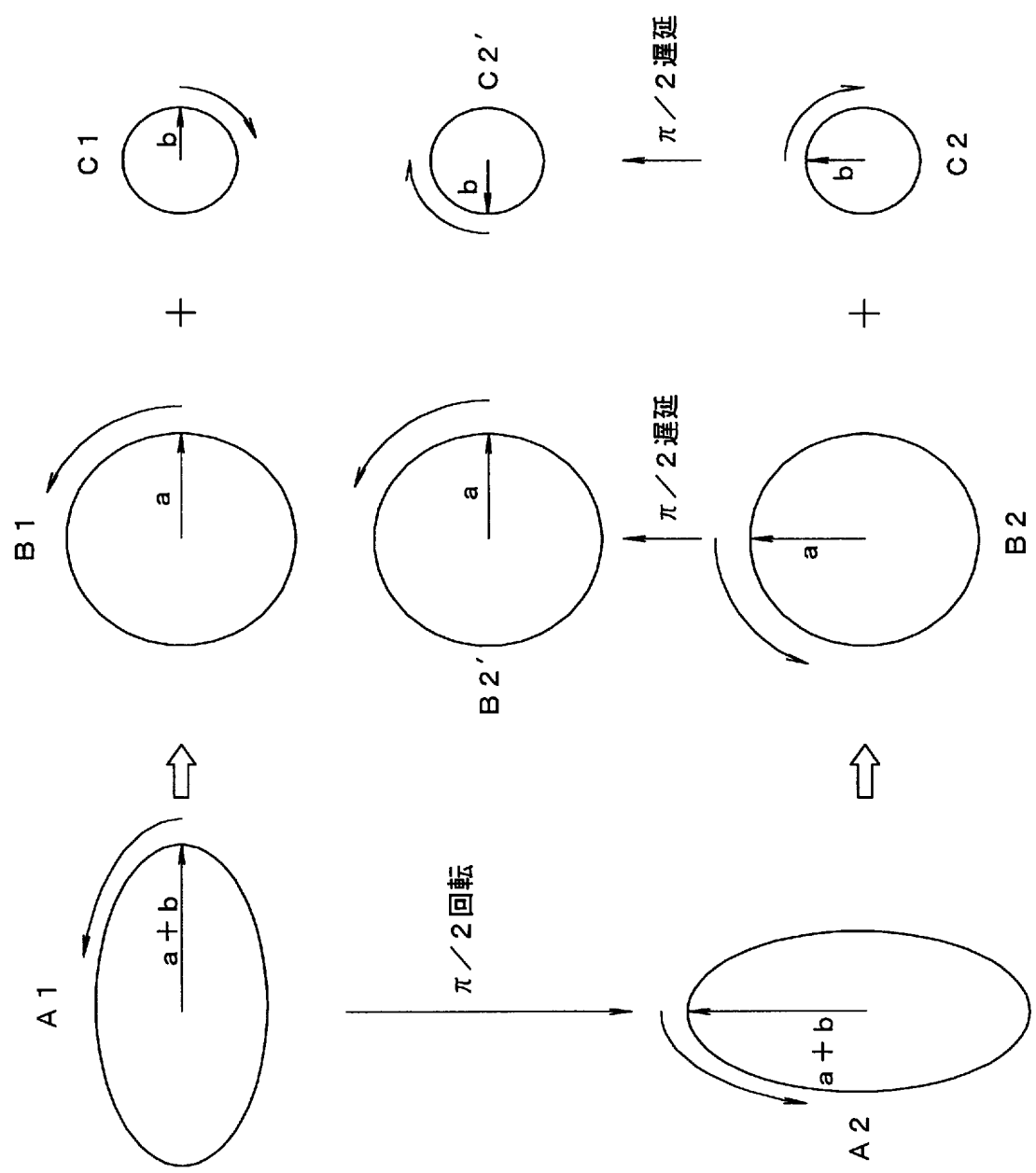
【図 1 2】



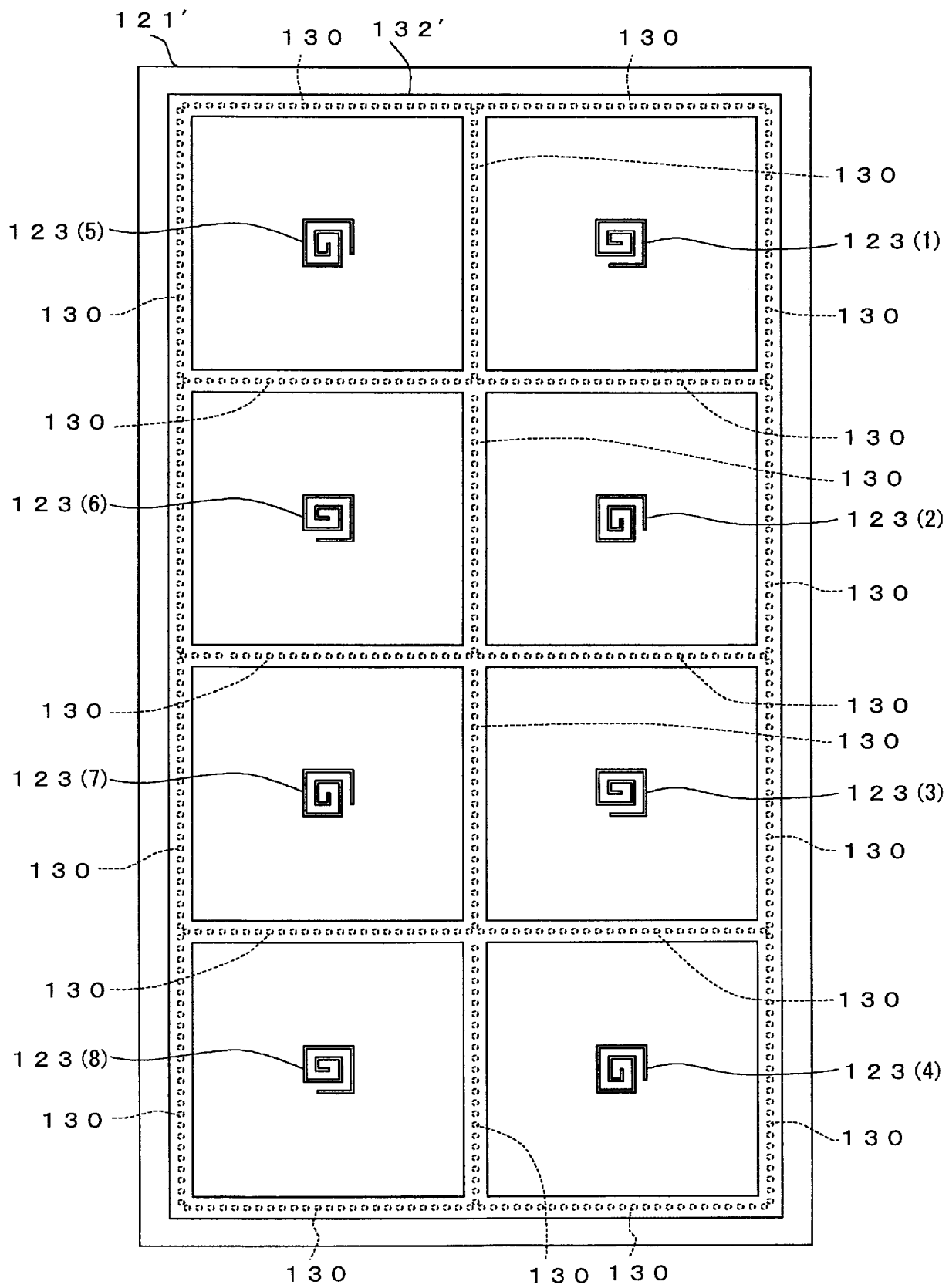


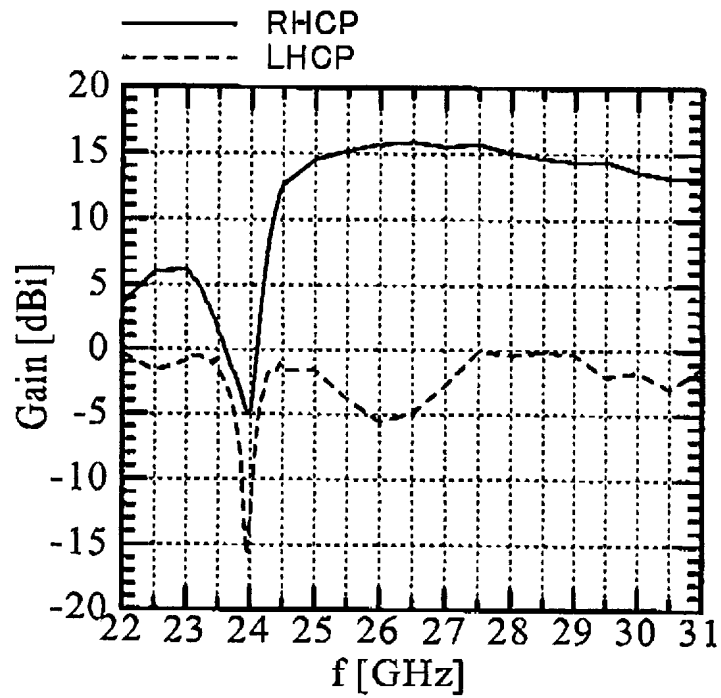




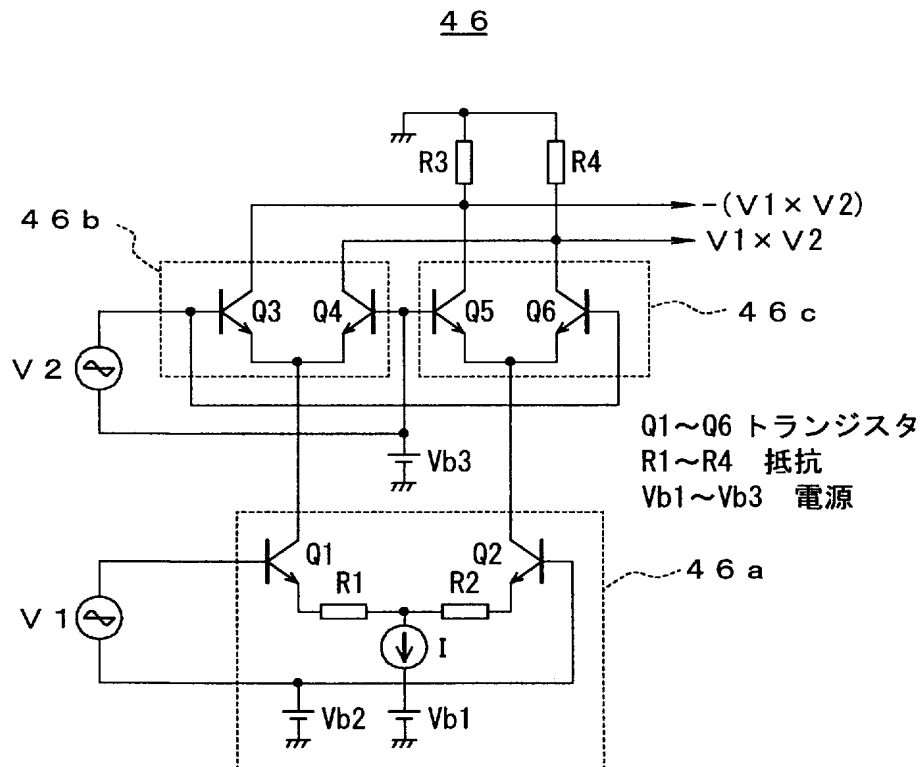


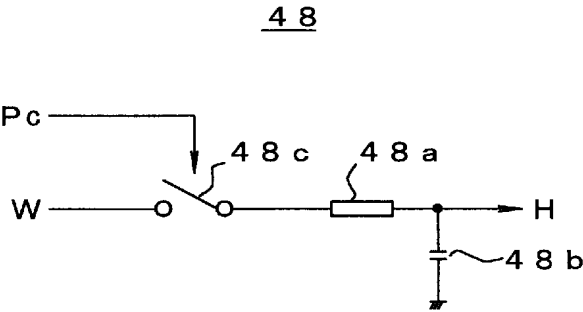
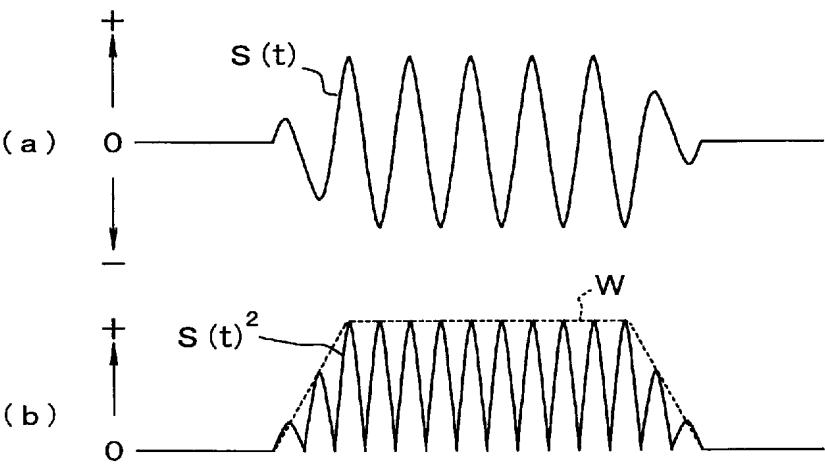
22



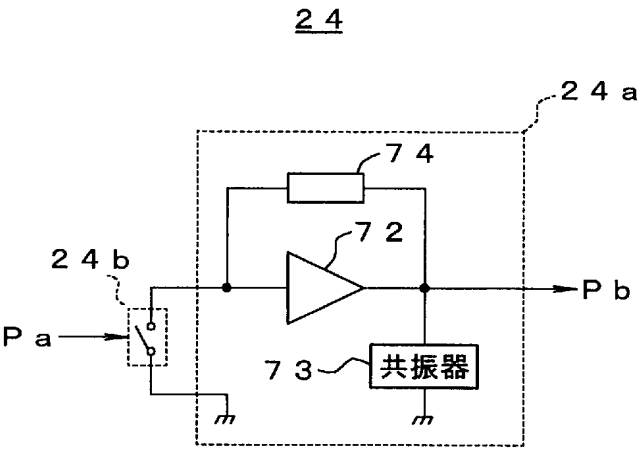


【図 1 9】

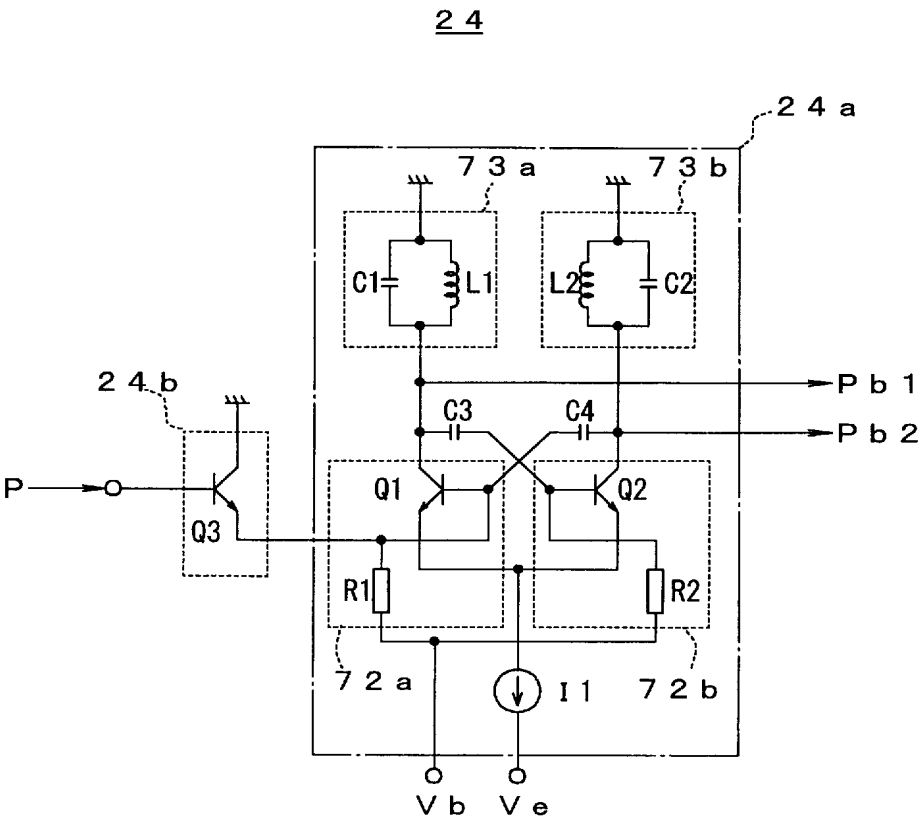




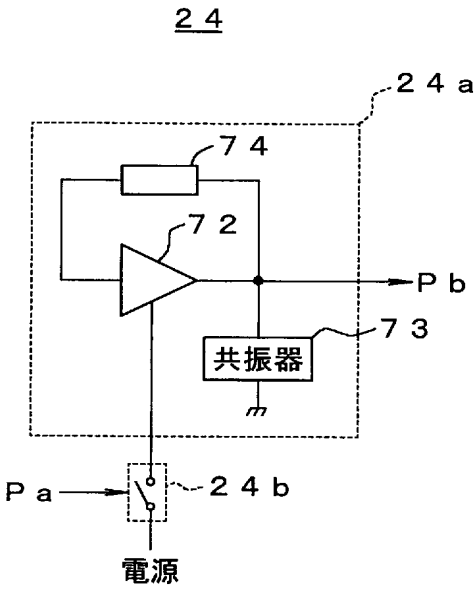
【図 2 2】



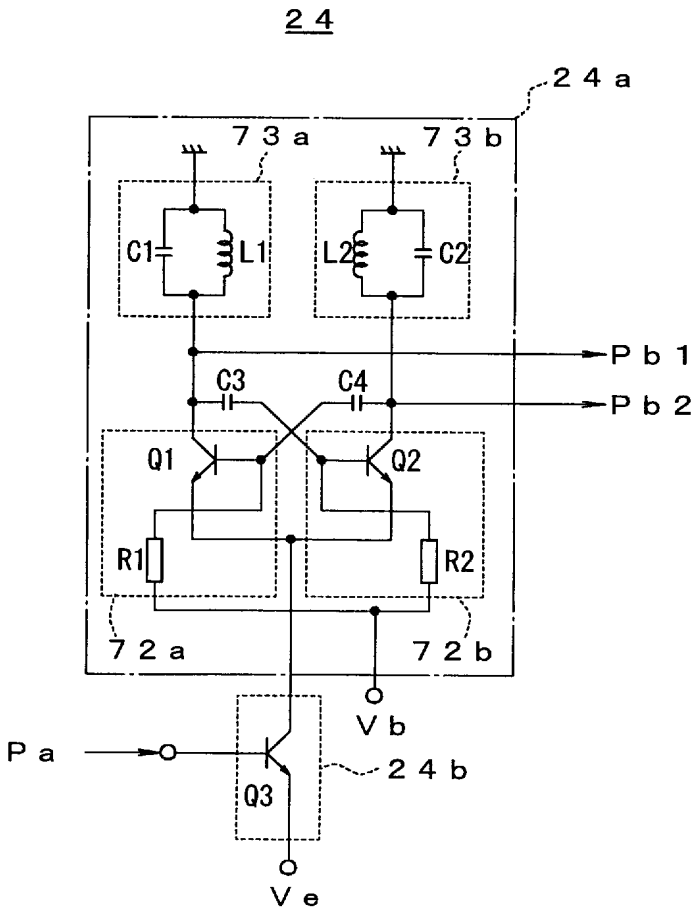
【図 2 3】

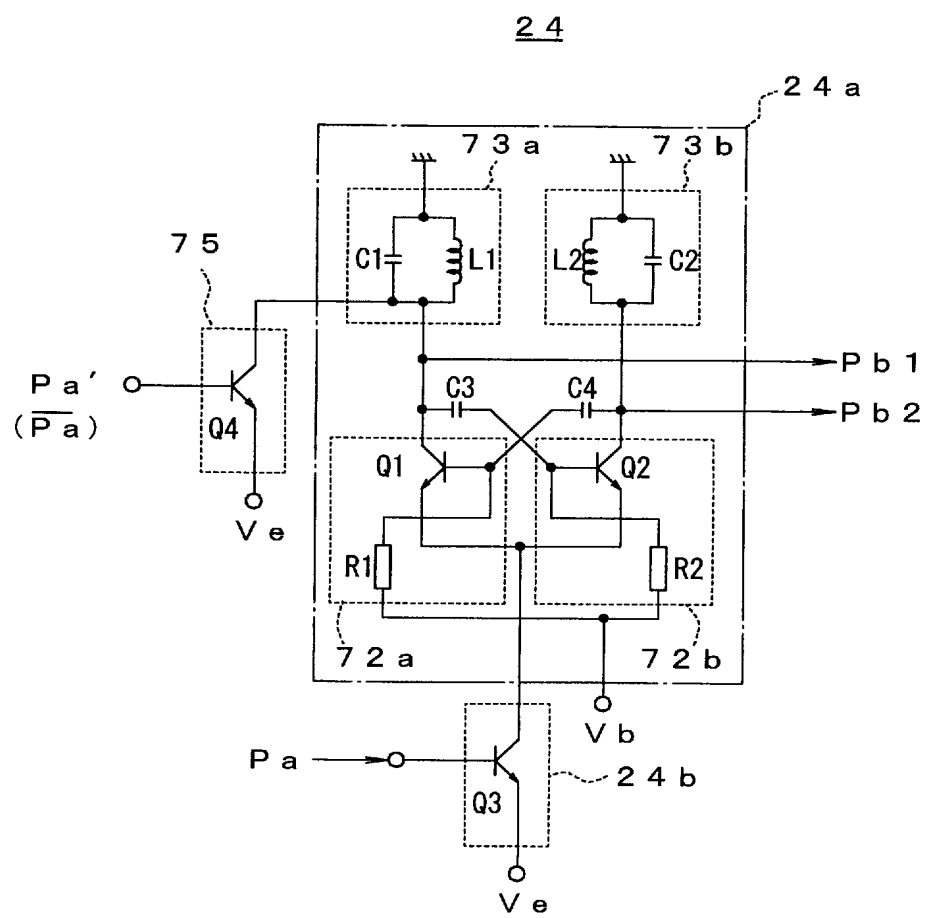
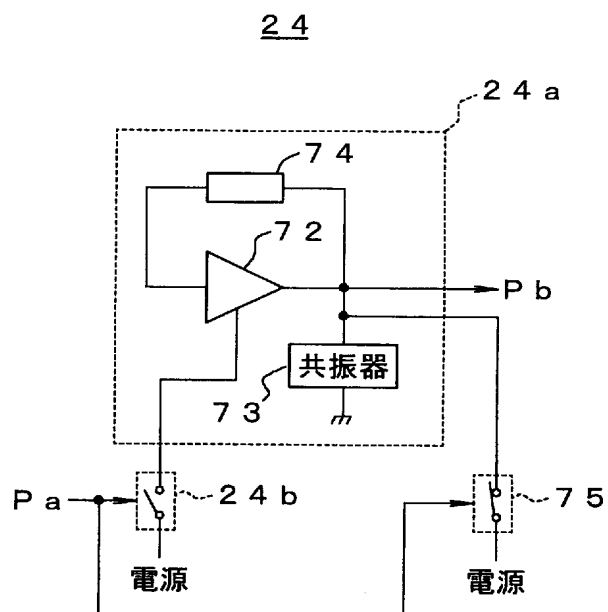


【図 2 4】

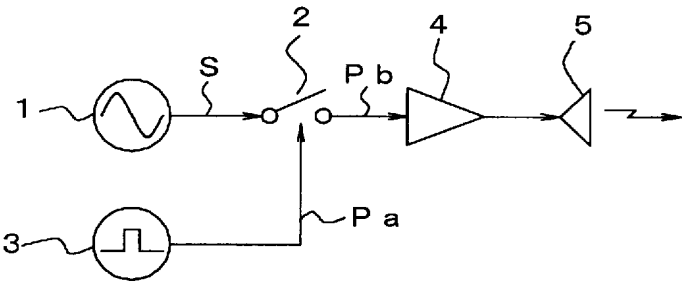


【図 2 5】

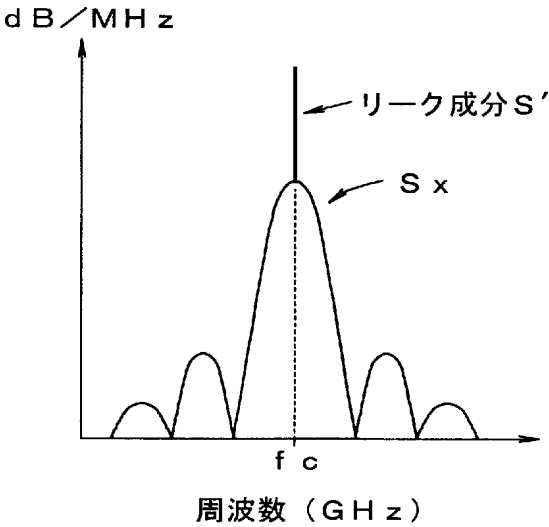




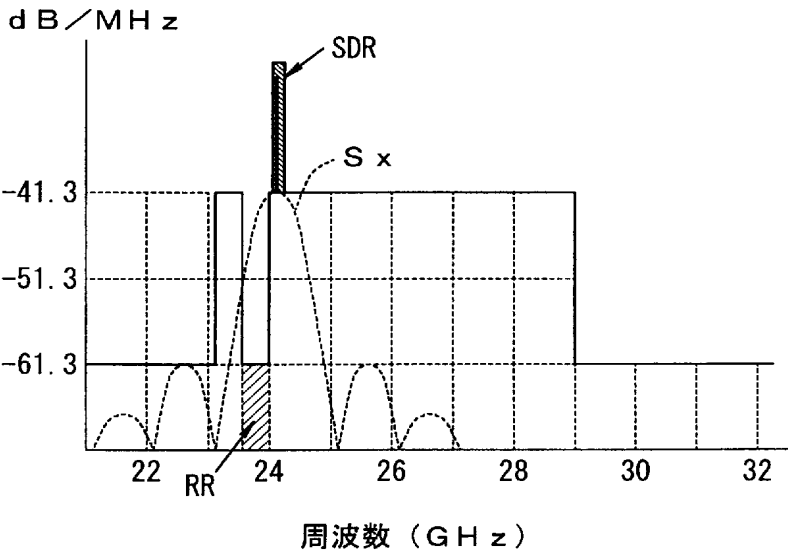
【図 2 8】



【図 2 9】



【図 3 0】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 UWBレーダとして規定されているスペクトラムマスクを遵守しながら、RR帯、SDR帯への妨害がおこらないようにする。

【解決手段】 送信部21は、所定幅のパルス信号P aを所定周期で出力するパルス発生器23と、パルス発生器23のパルス信号P aを受け、パルス信号P aの幅相当時間だけ発振動作して、バースト状の短パルスP bを出力するバースト発振器24とを有しており、短パルスのスペクトラムのメインローブのほぼ全体が、24.0～29.0GHzの範囲に入るように、パルス信号P aの幅、周期およびバースト発振器24の発振周波数が設定されている。

【選択図】 図1

出願人履歴

0 0 0 0 0 0 5 7 2

20030627

住所変更

神奈川県厚木市恩名 1 8 0 0 番地

アンリツ株式会社

0 0 0 0 0 0 5 7 2

20051114

住所変更

神奈川県厚木市恩名五丁目 1 番 1 号

アンリツ株式会社

0 0 0 0 0 5 8 2 1

19900828

新規登録

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

松下電器産業株式会社